

(19)

JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **06053870 A**

(43) Date of publication of application: **25.02.94**

(51) Int. Cl

H04B 7/08

H04B 1/10

(21) Application number: **04204635**

(71) Applicant: **NEC CORP**

(22) Date of filing: **31.07.92**

(72) Inventor: **TSUJIMOTO ICHIRO**

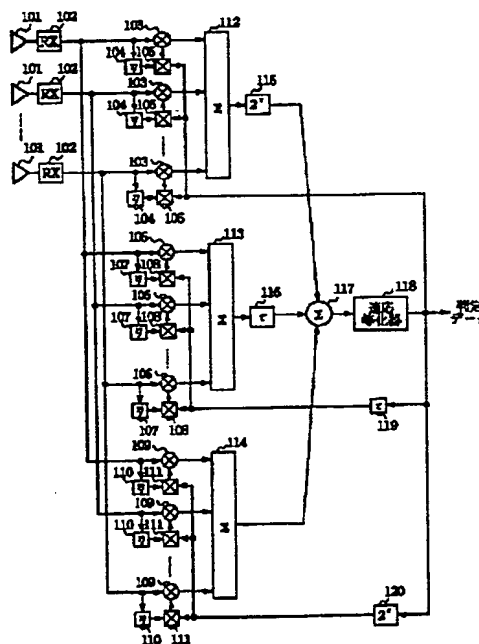
(54) **ADAPTIVE RECEIVER**

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide an adaptive receiver capable of improving an SN ratio and removing multipath distortion.

CONSTITUTION: The adaptive receiver is provided with the 1st means 102 for receiving signals through an array antenna 101 consisting of N elements, the 2nd means for branching N receiving signals to M 3rd means for passing the M-branched signals through multipliers 103, 106, 109 and correlators 105, 108, 111, the 4th means 112 to 114 for adding the processed N signals in each group out of M groups and forming M independent adaptive arrays, the 5th means 115, 116 for passing the outputs of the n-th adaptive arrays through delay elements with delay time $\tau X(M-N)$, the 6th means for synthesizing M signals and passing the synthesized signal through an adaptive equalizer 118, and the 7th means 119, 120 for passing the outputs of the 6th means through delay elements with delay time $\tau X(n-1)$ and inputting the delayed signals to the n-th correlators and constituted so that respective multiplier inputs are delayed only by delay time τ through means 104, 107, 110 and inputted to the correlators.

COPYRIGHT: (C)1994,JPO&Japio



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-53870

(43)公開日 平成 6年(1994) 2月25日

(51)IntCl.⁵

H 0 4 B 7/08
1/10

識別記号

庁内整理番号

D 9199-5K
W 9298-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平4-204635

(22)出願日 平成 4年(1992) 7月31日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目 7 番 1 号

(72)発明者 辻本 一郎

東京都港区芝五丁目 7 番 1 号日本電気株式
会社内

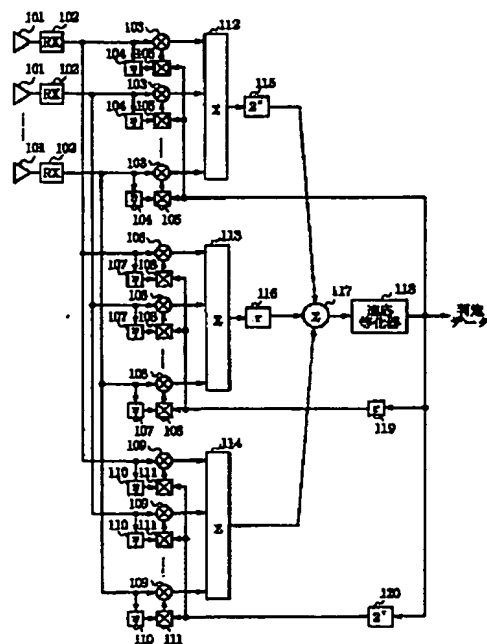
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外 2 名)

(54)【発明の名称】 適応受信機

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 S/N改善とマルチパス歪を除去することが
できる適応受信機を提供する。

【構成】 N素子のアレイアンテナ 101 を用いて受信
する第 1 の手段 102 と、N 個の受信信号を M 分岐する第
2 の手段と、そのそれぞれを乗算器 103, 106, 1
09 および相関器 105, 108, 111 を通す第 3 の
手段と、この処理された N 個の信号を M グループごと
に加算して独立した M 個のアダプティブアレイとする第 4
の手段 112, 113, 114 と、第 n 番目のアダプ
ティブアレイ出力を遅延時間 τX ($M-N$) の遅延素子
を通す第 5 の手段 115, 116 と、M 個の信号を合成し
て適応等化器 118 を通す第 6 の手段と、この出力信号
を遅延時間 τX ($n-1$) の遅延素子を通して第 n 番
目の相関器のそれぞれに inputs する第 7 の手段 119, 12
0 と、それぞれの乗算器入力を遅延時間 η 104, 10
7, 110 だけ遅延させ相関器に入力する。



101: アンテナ
102: 分岐器
103, 106, 109: 乗算器
104, 107, 110, 115, 119, 120: 遅延素子
105, 108, 111: 相関器
112~114, 117: 加算器
118: 適応等化器

【特許請求の範囲】

【請求項1】 N (N は2以上の整数) 素子のアレイアンテナを用いて受信する第1の手段と、この第1の手段による N 個の受信信号を M (M は2以上の整数) 分岐する第2の手段と、この第2の手段により M 分岐された N 個の分岐信号のそれぞれを乗算器および相関器を通す第3の手段と、この第3の手段で処理された N 個の信号を M グループごとに独立に加算して独立した M 個のアダプティブアレイとする第4の手段と、この第4の手段の第1から第 M までのアダプティブアレイに関して第 n 番目のアダプティブアレイ出力を遅延時間 τX ($M-N$) の遅延素子を通す第5の手段と、この第5の手段の M 個の信号を合成して適応等化器を通す第6の手段と、この第6の手段の出力信号を遅延時間 τX ($n-1$) の遅延素子を通して前記第3の手段の第 n 番目の相関器のそれぞれに投入する第7の手段と、前記第3の手段のそれぞれの乗算器入力に遅延時間 τ だけ遅延させ前記相関器に投入して前記第7の手段における前記 n 番目の相関器に投入された信号と相関をとる第8の手段とを有し、前記相関器の出力を各アダプティブアレイのタップ係数とすることを特徴とする適応受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は適応受信機に関し、特に陸上および衛星デジタル移動通信などにおけるマルチパスフェージングおよび低 SN 受信などの条件に対してアダプティブアレイを用いて最適受信を行う適応受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 一般に陸上デジタル移動通信および衛星デジタル通信においては、マルチパスフェージング歪の適応等化を行う必要があり、また、移動通信を都市内で行った場合には建物の反射などによるマルチパス歪も等化の対象となる。これらのマルチパス歪に対してはアダプティブアレイが効果的であると報告されている。例えば、クラークらは、アイ・イー・イー・イー グローバル・テレコミュニケーション・コンファレンス 1990年において“MMSE (Minimum Mean Square Error) ダイバーシティ コンバインニング フォアワイドバンド デジタル セルララジオ” (NO. 404.5.1) として陸上移動通信へのアダプティブアレイの適用を提案している。この論文によると、アダプティブアレイによりマルチパス波到来方向に対してアンテナパターンの落ち込み(ナル)を作ることができる。すなわちマルチパス波を受信しないので、主波のみが受信されマルチパス歪が発生しないことになる。従って、従来のようなトランスバーサルフィルタ構造の適応等化器を用いなくてもアダプティブアレイのみにより等価的にマルチパス波による符号間干渉を除去できる。

【0003】 この論文に代表されるアダプティブアレイの従来技術を図4に示す。図4において、301は N 個のアンテナ、302は N 個の受信機、303は N 個の乗算器、304は1個の合成器、305は1個の判定器、306は1個の減算器、307はLMS (Least Mean Square) 演算器である。図4に示す構成は従来から知られているアダプティブアレイである。アダプティブアレイによるタップ係数の適応制御には、合成器304出力と基準信号との差により誤差信号をまず作る。基準信号としては既知のトレーニング信号または判定器305の入出力の減算器306のデータが用いられる。LMS演算器307は誤差信号の自乗平均値が最小となるように、ウィドローが提案した複素LMSアルゴリズムにより乗算器303のタップ係数を修正している。従って図4のアダプティブアレイはLMSアダプティブアレイとも呼ばれ、その動作は下記のことになることが知られている。

【0004】 マルチパス伝搬が無い場合に、アダプティブアレイは希望波到来方向にアンテナパターンをフォーミングし、受信信号レベルが最大となるように制御する。一方、マルチパス伝搬がある場合に、主波に対し進み又は遅れのマルチパス波は希望波(主波)に対して干渉となる。この場合、アダプティブアレイは主波のみにアンテナ指向性に向け、マルチパス到来方向にナルを作る。従って、前記クラークらの論文は上記の性質を利用したものと解釈できる。LMSアルゴリズムの他にCMAアルゴリズムなどもよく知られており現在研究されている。これは合成器304出力の包絡線レベルを一定となるように制御を行うもので、結果的にはマルチパス波をアダプティブアレイで除去することになる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 上述した従来技術では、マルチパス波の到来方向にアンテナパターンのナルを作ることによりマルチパス歪を除去している。この場合、マルチパス伝搬による遅延プロファイルがさらに分散した場合に、主波レベルはかなり低下する。すなわち、主波のみ受信するアダプティブアレイ方式では、マルチパス分散の程度に応じて SN 比が劣化することになる。従って従来のアダプティブアレイ方式では、マルチパス波を単に除去するだけで、電力制限系での最適受信が行えないという欠点がある。特に本来低 SN 通信を行う衛星移動体通信では SN 比を改善するようなマルチパス除去方式が望まれる。本発明の目的は、 SN 比の最大化とマルチパス波の除去とを等価的に実現するアダプティブアレイによる適応受信機を提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明の適応受信機は N (N は2以上の整数) 素子のアレイアンテナを用いて受信する第1の手段と、この第1の手段による N 個の受信信号を M (M は2以上の整数) 分岐する第2の手段と、

3

この第2の手段によりM分岐されたN個の分岐信号のそれぞれを乗算器および相関器を通す第3の手段と、この第3の手段で処理されたN個の信号をMグループごとに独立に加算して独立したM個のアダプティブアレイとする第4の手段と、この第4の手段の第1から第Mまでのアダプティブアレイに関して第n番目のアダプティブアレイ出力を遅延時間 τX (M-N)の遅延素子を通す第5の手段と、この第5の手段のM個の信号を合成して適応等化器を通す第6の手段と、この第6の手段の出力信号を遅延時間 τX (n-1)の遅延素子を通して前記第3の手段の第n番目の相関器のそれぞれに inputsする第7の手段と、前記第3の手段のそれぞれの乗算器入力を遅延時間 η だけ遅延させ前記相関器に inputsして前記第7の手段における前記n番目の相関器に inputsされた信号と相関をとる第8の手段とを有し、前記相関器の出力を各アダプティブアレイのタップ係数とすることを特徴とする。

【0007】

【実施例】次に、本発明について図面を参照して説明する。図1は本発明の一実施例の構成図である。図2は本発明の動作説明のための説明図である。図1において、101はN個のアンテナ、102はN個の受信機、103はN個の乗算器、104はN個の遅延時間 η の遅延素子、105はN個の相関器、106はN個の乗算器、107はN個の遅延時間 η の遅延素子、108はN個の相関器、109はN個の乗算器、110はN個の遅延時間 η の遅延素子、111はN個の相関器、112と113と114は加算器、115は遅延時間 2τ の遅延素子、116は遅延時間 τ の遅延素子、117は加算器、118は適応等化器、119は遅延時間 τ の遅延素子、120は遅延時間 2τ の遅延素子である。図2において、201はアレイアンテナ、202は第1のアダプティブアレイの乗算器、203は第1のアダプティブアレイの加算器、204は第2のアダプティブアレイの乗算器、205は第2のアダプティブアレイの加算器、206は第3のアダプティブアレイの乗算器、207は第3のアダプティブアレイの加算器、208は遅延時間 2τ の遅延素子、209は遅延時間 τ の遅延素子、210は加算器、211は適応等化器、図3(a)は受信入力における主波とマルチパス波の時間関係を示す説明図、図3

(b)は加算器210における主波とマルチパス波の時間関係を示す説明図である。図1において、アンテナ101と受信機102によりN素子アレイアンテナ受信が行われる。受信機102は無線周波数から中間周波数

(IF)またはベースバンド信号に変換する。図1の実施例ではN素子アレイアンテナから独立なアダプティブアレイを3組構成する一例であるので、N本の受信機102出力は3分岐される。3分岐されたN本の受信信号ブランチはさらにN個の乗算器103と、N個の乗算器

4

106とN個の乗算器109に inputsされる。乗算器103、遅延素子104、相関器105および加算器112は第1のアダプティブアレイを構成し、要素106、107、108および113は第2のアダプティブアレイを構成し、要素109、110、111および114は第3のアダプティブアレイを構成する。

【0008】本実施例の特徴は、マルチパス波に対してナルを作るのではなく、マルチパス波を希望信号波として最大比合成することにある。この最大比合成する際には、各マルチパス波の伝搬遅延時間を吸収しており、通信理論などで知られている整合フィルタと同様の効果をアダプティブアレイで実現することである。整合フィルタリングを行った場合に、SN比の最大化が行われるが、デジタル伝送でのナイキストの無歪条件は満足されない。従って、本発明においては図1の適応等化器118が不可欠となる。適応等化器は一般に適応フィルタで構成され、線形等化器、非線形等化器などに分類されるが、いずれも図4の判定器305と減算器306を備えている。すなわち判定器誤差信号の自乗平均値が最小となるように適応等化器が制御される。ここで注意すべきことは従来例のアダプティブアレイのMMSE (自乗平均誤差最小) 制御と等価の制御が本実施例の適応等化器118の内部で行われていることである。前述のように、アダプティブアレイによりマルチパス波に対してナルが作られないようにするために、判定器誤差信号を用いるのではなく、適応等化器118の出力である判定データ信号によりアダプティブアレイ系の適応制御を行う。すなわち図1にて第1のアダプティブアレイの制御に関して適応等化器118出力の判定データとN個の乗算器103入力と相関を取り、該相関値をそれぞれの乗算器103に乗ずる。この相関処理において、遅延素子104により乗算器103入力信号を遅延時間 η だけ遅延させている。この η は遅延素子116の遅延時間 τ プラス適応等化器118の遅延時間に等しく設定している。遅延素子104を用いる理由は、適応等化器118の出力の判定データ信号がアンテナ101の点より η だけ遅延しており、相関処理において時間合わせが必要なたためである。

【0009】次に図2を用いて相関処理により複数のマルチパス波の中から特定のマルチパス波を抽出する原理について説明する。主波 $h_0 S(t)$ 、進み波 $h_{-1} S(t-\tau)$ および遅れ波 $h_{+1} S(t+\tau)$ が図に示す矢印方向に到来していると仮定する。ここで h_{-1} 、 h_0 および h_{+1} は各マルチパスに対する複素伝達係数であり、インパルス応答の離散値と一致するものである。この場合、第1のアンテナ素子201への受信信号 $r(t)$ は(1)式で表される。

【0010】

$$r(t) = h_0 S(t) + h_{-1} S(t-\tau) + h_{+1} S(t+\tau) \cdots (1)$$

5

ここで $S(t)$ は送信データ信号である。通常アレイアンテナは半波長間隔で設置されるので、各アンテナ素子による受信信号には一定の位相差が生じる。すなわち第2のアンテナ素子201による受信信号は $r(t) \cdot \exp(j\phi)$ 、第3のアンテナ素子201による受信信号は、 $r(t) \cdot \exp(j2\phi)$ 、第Nのアンテナ素子

$$S_a(t+\tau) \approx S(t+\tau)$$

そこで今後は判定データを $S(t)$ と表現する。ところで図1において、まず第2の適応アレイに着目する。第2のアダプティブアレイは適応等化器118出力の判定データ119により τ だけ遅延させて相関制御に用いている。この場合に、第2のアダプティブアレイのN個の相関器108では遅延素子119出力の判定データ $S_a(t)$ との相関演算が行われ、それぞれ

$$\begin{aligned} W_1 &= E[r(t) * S(t)] \\ &= E[\{h_0 S(t) + h_{-1} S(t-\tau) + h_{+1} S(t+\tau)\} * S(t)] \\ &= h_0 * E[S(t) * S(t)] + h_{-1} * E[S(t-\tau) * S(t)] + h_{+1} * E[S(t+\tau) * S(t)] \end{aligned}$$

ここで、*は複素共約を示す。ところでデジタルデータ信号 $S(t)$ は通常PN信号に代表されるように自己相関性が急峻であり、データ間隔 τ に対して時間差が以上である場合には相関が零になる。すなわち、

$$E[S(t) * S(t)] = 1$$

$$W_1 = h_0 *$$

同様に第2のアダプティブアレイにおいて第2の相関器105の出力 W_2 は(5)式で表される。

$$\begin{aligned} W_2 &= E[r(t) \exp(-j\phi) * S(t)] \\ &= E[\{h_0 S(t) + h_{-1} S(t-\tau) + h_{+1} S(t+\tau)\} * \exp(-j\phi) * S(t)] \\ &= h_0 * \exp(-j\phi) E[S(t) * S(t)] + h_{-1} * \exp(-j\phi) E[S(t-\tau) * S(t)] + h_{+1} * \exp(-j\phi) E[S(t+\tau) * S(t)] \\ &= h_0 * \exp(-j\phi) \end{aligned}$$

同様に第2のアダプティブアレイにおいて第Nの相関器105の出力 W_N は(6)式で表される。

$$W_N = h_0 * \exp\{-j(N-1)\phi\} \quad (6)$$

従って第2のアダプティブアレイにおけるN個の乗算器103に乘ぜられるタップ係数をベクトル表示すると、

$$W_2 = \begin{bmatrix} h_0 * \\ h_0 * \exp(-j\phi) \\ \vdots \\ h_0 * \exp\{-j(N-1)\phi\} \end{bmatrix} \quad (7)$$

【0017】このタップ係数は図2の第2のアダプティブアレイが主波 $h_0 S(t)$ の到来方向にアンテナ指向性を向ける従来のアダプティブアレイのタップ係数理論解と一致している。ここで第2のアダプティブアレイの

6

子201による受信信号は同様に $r(t) \cdot \exp\{j(N-1)\phi\}$ となる。適応等化器211の判定データが今 $S_a(t+\tau)$ であるとする。判定誤りが生じていない場合には、判定データは送信データと一致し、誤り率が低い場合には、(2)式のように近似される。

$$[0011]$$

(2)

(3)式に示すような相関値 W_1 を出力する。(なお、ここでの相関とは基準信号に対する一方の信号の複素共約と基準信号との積を時間平均する。時間平均はEという記号で示すものとする)。今第1のアダプティブアレイにおいて第1の相関器105の出力 W_1 は(3)式で表される。

$$[0012]$$

$$E[S(t-\tau) * S(t)] = 0$$

$$E[S(t+\tau) * S(t)] = 0$$

となり、(3)式は(4)式で表される。

$$[0013]$$

(4)

$$[0014]$$

$$[0015]$$

(7)式のように表される。

$$[0016]$$

各乗算器入力信号をベクトル表示すると、(8)式で表される。

$$[0018]$$

$$R^T = \begin{bmatrix} r(t) & r(t) \exp(-j\phi) & \dots & r(t) \exp\{j(N-1)\phi\} \end{bmatrix} \quad (8)$$

【0019】ここで R^T の T はベクトルの転置を示す。
従って第2のアレイの出力は(9)式となる。

【0020】

$$\begin{aligned} R^T W_2 &= N \cdot h_0^* \cdot r(t) \\ &= N \cdot \{h_0^* h_0 S(t) + h_0^* h_{-1} S(t-\tau) + h_0^* h_{+1} S(t+\tau)\} \end{aligned} \quad (9)$$

【0021】(9)式の右辺の第1項において $h_0^* h_0$ は複素共約どうしの積であり、フェージングによる伝達係数の変動に依存せず、常に h_0^2 の大きさの実数である。一方、第2および第3項の $h_0^* h_{-1}$ と $h_0^* h_{+1}$ は複素共約の関係にも無く、また相関性も無い。

めに、ベクトル的には常時変動している。すなわち

(9)式において $S(t)$ に関する N ブランチの最大比合成が行われているのと等価である。従って、第2のアレイ出力は(10)式のように近似される。

【0022】

$$R^T W_2 \doteq N \cdot h_0^2 S(t) \quad (10)$$

【0023】従って図2の加算器205出力は、(10)式のようになるが、図2では N で正規化した値で記載している。

【0024】次に第1のアダプティブアレイの相関制御に関して説明する。図1に示すように第1のアレイの制御には適応等化器118からの判定データを遅延させな

いで相関処理に用いている。前述の第2のアレイの相関処理の基準信号は $S(t)$ であったが、ここでは $S(t+\tau)$ が基準信号となる。従って、第1のアレイのタップ係数は同様の計算により(11)式のベクトル表示で表される。

【0025】

$$W_1 = \begin{bmatrix} h_{+1}^* \\ h_{+1}^* \exp(-j\phi) \\ \vdots \\ h_{+1}^* \exp\{-j(N-1)\phi\} \end{bmatrix} \quad (11)$$

【0026】ところで第1のアレイの乗算器入力ベクトルは(8)式と同じであるために、第1のアレイ出力は

(12)式のように表される。

【0027】

$$\begin{aligned} R^T W_1 &= N \cdot h_{+1}^* \cdot r(t) \\ &= N \cdot \{h_{+1}^* h_0 S(t) + h_{+1}^* h_{-1} S(t-\tau) + h_{+1}^* h_{+1} S(t+\tau)\} \\ &\doteq N \cdot h_{+1}^2 S(t+\tau) \end{aligned} \quad (12)$$

【0028】従ってこれも N で正規化して図2において、第1のアレイ出力であるところの加算器203出力にて $h_{+1}^2 S(t+\tau)$ が出力される。同様に第3のアレイに関しては、図2の加算器207出力にて $h_{-1}^2 S(t-\tau)$ が出力される。

【0029】前述の相関処理により得られるアダプティブアレイ出力間には τ 時間の遅延差が存在する。これらの遅延差 τ は遅延素子115、116(図2では遅延素子208および209)により吸収される。すなわち図3(a)に示す遅延分散している3波は図3(b)に示

すように同一時刻に時間合わせされ加算器210(図1では加算器117)の出力として $(h_{-1}^2 + h_0^2 + h_{+1}^2) \cdot S(t+\tau)$ を得る。この動作は整合フィルタによるインパルス応答の集束化と等価なもので、図3(a)のように分散した信号電力を基準時刻に最大比合成することにより SN 比の最大化を実現している。信号に関する波形歪は適応等化器211(図1では118)により最終的に除去される。

【0030】以上述べたように、主波以外の遅延分散しているマルチパス波を除去するのではなく、アダプティ

ブアレイの空間処理を等価的に整合フィルタリングとして動作させることにより、マルチパス波をも希望信号波として利用している。すなわち、SN比が最大化され、マルチパス環境下にてより低SNでの通信が可能となる。

【0031】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、アレイアンテナ受信から互いに独立な複数のアダプティブアレイを構成し、各アダプティブアレイにより遅延時間が互いに τ 間隔で異なるマルチパス波を抽出し、遅延素子により伝搬遅延差を吸収し、最大比合成することにより、マルチパス波を単に除去するのではなく、希望信号成分として利用することでSN比の最大化が可能となる。従って、マルチパス環境下にてより低SNでの通信を可能にするとともに特に低SNの移動体衛星通信および陸上移動通信などにおいて良好なマルチパス歪の除去も行うこ

とができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の構成図である。

【図2】本実施例の動作を説明する説明図である。

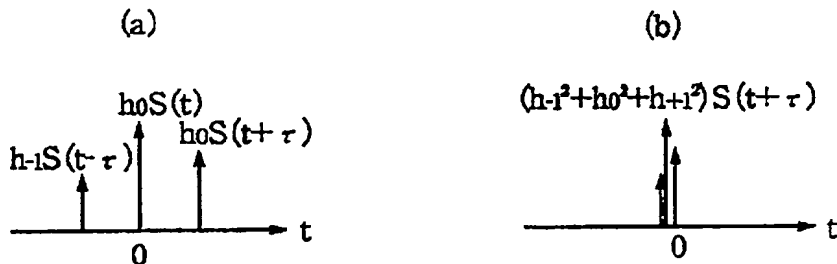
【図3】本実施例のマルチパス信号の説明図である。

【図4】従来の適応受信機の構成図である。

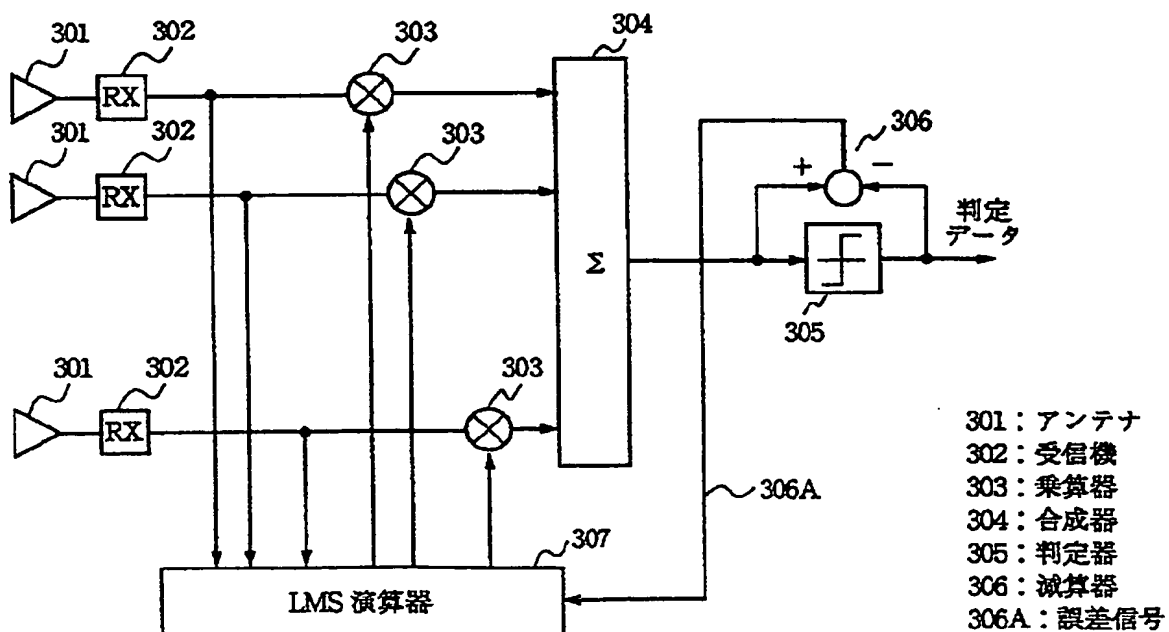
【符号の説明】

101	アンテナ
102	受信機
103, 106, 109	乗算器
104, 107, 110, 115, 116, 119, 120	遅延素子
105, 108, 111	相関器
112, 113, 114, 117	加算器
118	適応等化器

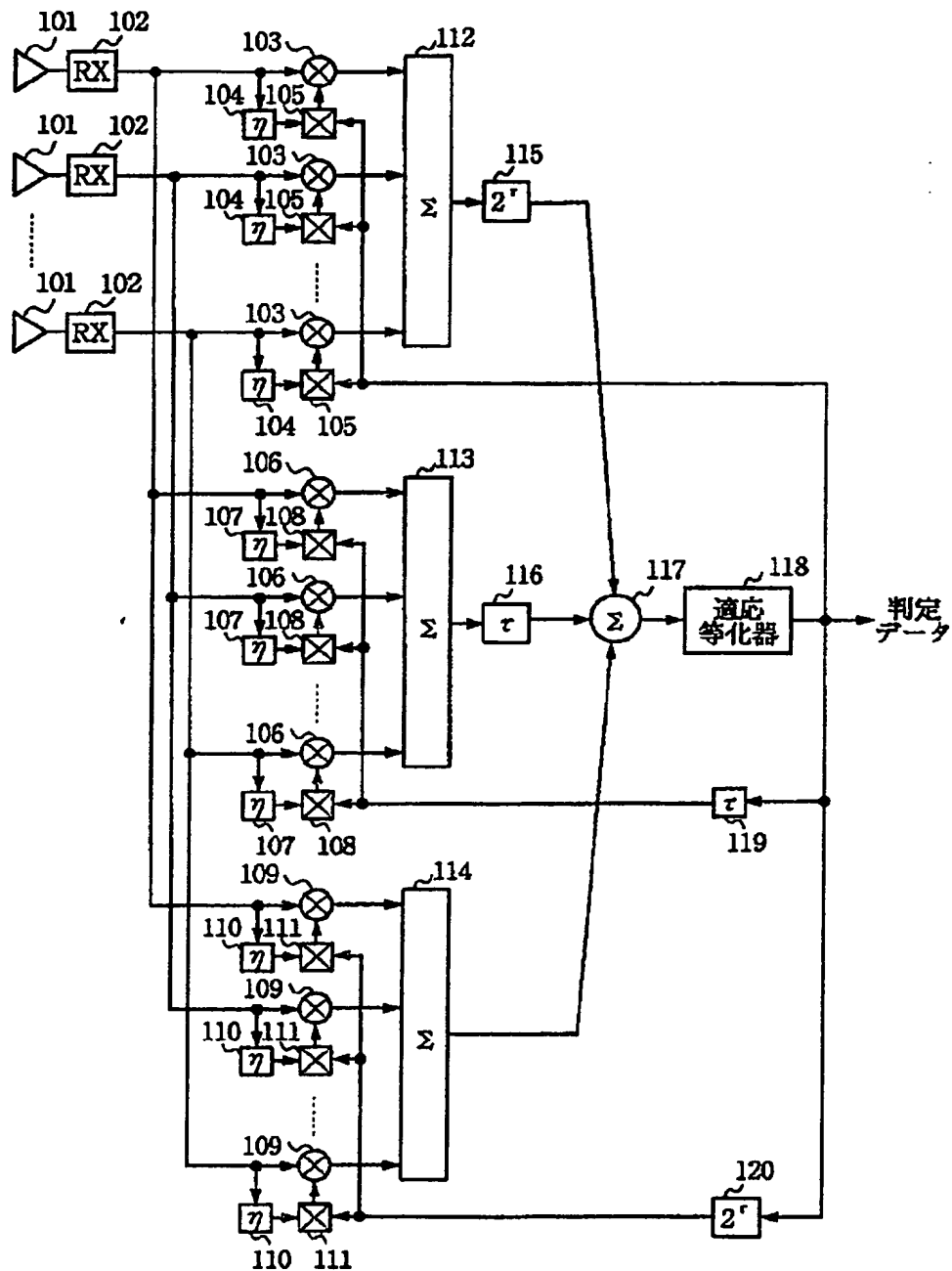
【図3】



【図4】



【図1】



101 : アンテナ
 102 : 受信機
 103, 106, 109 : 乗算器
 104, 107, 110, 115, 116, 119, 120 : 遅延素子
 105, 108, 111 : 相関器
 112 ~ 114, 117 : 加算器
 118 : 適応等化器

【図2】

